

OFICINA ESPAÑOLA DE  
PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

⑪ Número de publicación: **2 374 936**

⑫ Número de solicitud: 201000636

⑬ Int. Cl.:  
**H03B 5/08** (2006.01)

⑫

SOLICITUD DE PATENTE

A1

⑫ Fecha de presentación: **14.05.2010**

⑬ Fecha de publicación de la solicitud: **23.02.2012**

⑭ Fecha de publicación del folleto de la solicitud:  
**23.02.2012**

⑰ Solicitante/s: **Universidad de Cantabria  
Pabellón de Gobierno  
Avda. de los Castros, s/n  
39005 Santander, Cantabria, ES**

⑱ Inventor/es: **Ramírez Terán, Franco Ariel;  
Pontón Lobete, María Isabel y  
Suárez Rodríguez, Almudena**

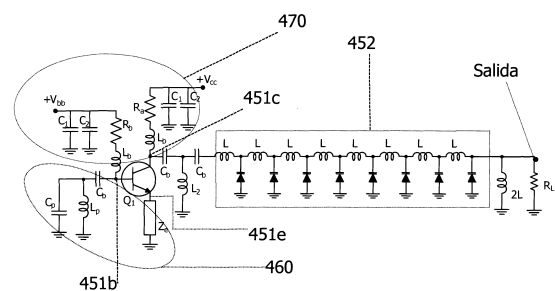
⑳ Agente: **No consta**

㉑ Título: **Oscilador de forma de onda pulsada.**

㉒ Resumen:

Oscilador de forma de onda pulsada.

Un oscilador eléctrico no lineal para generar pulsos que comprende: al menos un dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ); una red de polarización (120, 170, 470) para polarizar y alimentar a dicho dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ); una red de realimentación (110, 160, 460) conectada a al menos un puerto (451b, 451e) de dicho dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ); una línea de transmisión no lineal (102, 152, 452). La línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) tiene un primer extremo conectado a un puerto (451c) de dicho dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ) diferente del al menos un puerto (451b, 451e) al que se conecta la red de realimentación (110, 160, 460), siendo el extremo opuesto de dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) la salida del oscilador, estando el oscilador configurado para propagar a lo largo de dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) una forma de onda pulsada.



## DESCRIPCIÓN

Oscilador de forma de onda pulsada.

5 **Campo de la invención**

La presente invención pertenece al campo de los osciladores y, más concretamente, al de los osciladores eléctricos que generan un tren periódico de pulsos de duración corta.

10 **Antecedentes de la invención**

En muchas aplicaciones de electrónica se necesitan osciladores que proporcionen a su salida un tren de pulsos de alta velocidad (habitualmente varios gigahercios, GHz). Para conseguirlo, en ocasiones se usan sistemas lineales que utilizan una línea de transmisión lineal sobre la que se propagan las ondas periódicas a la frecuencia de interés. En estos sistemas, se usan amplificadores lineales para compensar las pérdidas producidas en la línea de transmisión lineal, de forma que se mantenga la intensidad de la señal sinusoidal a la salida del sistema y se consiga la deseada oscilación. Estos osciladores lineales se aplican en el área de la electrónica de alta velocidad.

Investigaciones más recientes en el campo de los sistemas no lineales han mostrado que éstos son una alternativa real a los sistemas lineales y han abierto la puerta a posibles aplicaciones que usen formas de onda no sinusoidales en medios no lineales. Así, las líneas de transmisión no lineales (del inglés *nonlinear transmission lines*, NLTL) pueden usarse para generar un tren de pulsos de corta duración (*short-duration pulses*) y aplicarse a varios campos, como el de la reflectometría en el dominio temporal, el muestreo a alta velocidad o aplicaciones radar de banda ultra ancha (*ultrawideband*).

Una línea de transmisión no lineal (NLTL) está compuesta por un cierto número de celdas varactor-bobina (del inglés, *inductance-varactor cell*). La generación de la forma de onda pulsada se debe a los efectos combinados de la capacitancia no lineal  $C(v)$  y de la dispersión de la línea periódica LC. Esto daría lugar a una o más ondas localizadas robustas con perfil permanente, también llamadas solitones (del inglés, *solitons*). Un pulso de entrada con anchura de pulso medida en un valor de amplitud igual a la mitad de la amplitud máxima (del inglés, *full width at half maximum*)  $T_{FWHM}$  se descompone en  $N = 2f_B T_{FWHM}$  pulsos individuales o solitones, donde  $f_B$  es la frecuencia de Bragg de la NLTL y  $f_B = 1/(\pi\sqrt{LC_{eff}})$ , donde  $C_{eff}$  es la capacitancia del varactor efectiva y  $L$  es la inductancia de la celda. Cada uno de los  $N$  pulsos o solitones viaja a su propia velocidad y su propagación en este medio cumple unas reglas generales. Para amplitudes de pulso altas, la velocidad de propagación aumenta, mientras que  $T_{FWHM}$  disminuye. Los solitones pasan uno a través de otro sin perder sus características, aunque durante el tiempo de solapamiento sus amplitudes conjuntas decrecen (crecen) cuando viajan en la misma (contraria) dirección. Para la generación de una forma de onda pulsada de ciclo de trabajo corto o pequeño (del inglés, *short-duty cycle*), el objetivo es obtener un único pulso estrecho, lo que requiere una cuidadosa selección del número de celdas. Despreciando la disipación, la forma de onda de entrada original se recompone después de un cierto número de celdas, en lo que se conoce como fenómeno de recurrencia. El período de recurrencia es menor para una frecuencia de entrada más alta y amplitud más alta. Para evitar la necesidad de una señal de entrada periódica, se han propuesto algunas técnicas de diseño para osciladores de solitones.

En esta línea, David S. Ricketts *et al.* describen en *On the Self-Generatrion of Electrical Soliton Pulses*, IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 42, N° 8, August 2007, un oscilador de solitones (o generador de solitones) eléctrico que genera un tren periódico y estable de pulsos de solitones eléctricos. En concreto, en esta publicación se usa una línea de transmisión no lineal (NLTL) de 30 celdas como red de realimentación paralela de un amplificador que incorpora un mecanismo de atenuación de ganancia dependiente del umbral. El objetivo es atenuar los solitones de amplitud más pequeña, a la vez que se amplifica aquellos con amplitud superior a un determinado umbral, y así eliminar el riesgo de inestabilidades producidas por la coexistencia de múltiples modos de oscilación.

Sin embargo, este oscilador presenta una serie de limitaciones: Por una parte, para su funcionamiento, necesita un amplificador muy específico, que además es dependiente de la polarización. Por otra parte, resulta imprescindible realimentar el amplificador usando la línea de transmisión no lineal. Todo ello hace que la implementación real del oscilador sea muy complicada. Debido a que a frecuencias de microondas o en bandas milimétricas, las técnicas de diseño más extendidas son las del dominio de la frecuencia, la aplicación del amplificador propuesto por Ricketts dificulta el trabajo de los ingenieros de diseño, ya que su descripción y funcionamiento deben verificarse en el dominio del tiempo. Por otra parte, los osciladores diseñados según ese método, no pueden utilizarse de manera directa. Requieren de circuitería adicional para la extracción de la señal y su posterior utilización. Además, al trabajar con una topología realimentada, en la cual pulsos a otras frecuencias también podrían generarse, no se puede asegurar que la única solución posible sea la que se ha planteado como objetivo de diseño. Esto involucra que se hacen precisos análisis complementarios sobre la estabilidad y la robustez del diseño con respecto a variaciones en los distintos parámetros del circuito.

La topología de oscilador en reflexión (del inglés, *reflection oscillator topology*) ha sido estudiada por O.O. Yildirim *et al.* en *Reflection Soliton Oscillator*, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 57, n° 10, pages 2344-2353, Oct 2009, donde la línea de transmisión no lineal constituye la carga de un amplificador en reflexión con un esquema de alimentación adaptativo, similar al de Ricketts *et al.* en *On the Self-Generatrion of Electrical Soliton Pulses*.

La solicitud de patente internacional WO 2007/030485 A2, de la que David S. Ricketts es inventor, también se refiere a un oscilador pulsado no lineal implementado mediante un circuito cerrado (realimentado) formado por una línea de transmisión no lineal y un amplificador no lineal distribuido. Este oscilador presenta los mismos inconvenientes que el anterior.

## Resumen de la invención

La presente invención trata de resolver los inconvenientes mencionados anteriormente mediante un oscilador eléctrico pulsado no lineal.

Concretamente, en un primer aspecto de la presente invención, se proporciona un oscilador eléctrico no lineal para generar pulsos que comprende: al menos un dispositivo activo; una red de polarización para polarizar y alimentar a dicho dispositivo activo; una red de realimentación conectada a al menos un puerto de dicho dispositivo activo; y una línea de transmisión no lineal. La línea de transmisión no lineal tiene un primer extremo conectado a un puerto de dicho dispositivo activo diferente del al menos un puerto al que se conecta la red de realimentación, siendo el extremo opuesto de dicha línea de transmisión no lineal la salida del oscilador, estando el oscilador configurado para propagar a lo largo de dicha línea de transmisión no lineal una forma de onda pulsada.

Preferentemente, el al menos un dispositivo activo se implementa mediante uno o más transistores.

La red de realimentación está configurada para asegurar el arranque de la oscilación en condiciones de pequeña señal y la oscilación estable en régimen permanente.

Preferentemente, la línea de transmisión no lineal comprende una pluralidad de celdas varactor-bobina.

En el caso anterior, cada pulso de salida tiene una duración mínima ( $T_{FWHM}$ ) dada por  $T_{FWHM} = 1/(2f_B)$ , donde  $f_B$  es la frecuencia de Bragg de la línea de transmisión no lineal y  $f_B = 1/(\pi \sqrt{LC_{eff}})$ , donde  $C_{eff}$  es la capacitancia efectiva del varactor de cada celda de la NLTL y  $L$  es la inductancia de dicha celda.

El número de celdas varactor bobina de dicha línea de transmisión no lineal se elige teniendo en cuenta el retardo equivalente que produce cada una de ellas y de la relación del retardo total con la frecuencia a la que se desea que el oscilador genere los pulsos.

Concretamente, el número de celdas varactor bobina de dicha línea de transmisión no lineal es el número de celdas que producen un retardo total aproximado al período de oscilación deseado  $T_0$ , donde  $T_0 = 1/f_0$ , siendo  $f_0$  la frecuencia de oscilación.

Preferentemente, la impedancia característica de la línea de transmisión no lineal se configura para que tenga un valor lo suficientemente bajo para poder conectar el extremo de dicha línea de transmisión no lineal que coincide con la salida del oscilador sobre una carga de valor sustancialmente mayor que dicha impedancia característica.

Preferentemente, el valor de los componentes que forman la red de realimentación se elige de forma que la parte real de la admitancia presentada por el al menos un dispositivo activo conectado a la línea de transmisión no lineal sea menor que cero a la frecuencia de oscilación.

Preferentemente, el oscilador está configurado para proporcionar una señal pulsada a una frecuencia de microondas.

El oscilador proporciona preferentemente una señal pulsada a una frecuencia que se encuentra en la banda comprendida entre los 300 MHz y los 30 GHz.

Como puede observarse, las condiciones de inicio de oscilación se imponen en un puerto del transistor diferente del puerto al que se conecta la NLTL, de forma que se aumenta la flexibilidad en el diseño de la NLTL. Preferentemente, se usa una sección NLTL corta, con un número pequeño de celdas varactor-bobina y se optimiza la terminación reactiva para reducir el ciclo de trabajo. No se necesita control adaptativo porque la forma de onda vista por la red del transistor no exhibe pulsos de amplitud baja. Además, la señal pulsada del oscilador, puede utilizarse directamente sin necesidad de etapas de amplificación ni adaptación de impedancia. El problema de posible coexistencia de otros modos de oscilación se minimiza ya que desde la primera etapa de diseño se impone que las condiciones de arranque se cumplan sólo a la frecuencia de oscilación deseada.

Las ventajas de la invención se harán evidentes en la descripción siguiente.

## Breve descripción de las figuras

Con objeto de ayudar a una mejor comprensión de las características de la invención, de acuerdo con un ejemplo preferente de realización práctica del mismo, y para complementar esta descripción, se acompaña como parte integrante de la misma, un juego de dibujos, cuyo carácter es ilustrativo y no limitativo. En estos dibujos:

## ES 2 374 936 A1

Las figuras 1a y 1b muestran el esquema básico de dos posibles implementaciones del oscilador de la invención.

La figura 2 muestra una línea de transmisión no lineal, implementada con bobinas discretas y varactores con capacidad no lineal  $C(V)$ .

La figura 3 muestra un esquema del oscilador según una realización de la invención, separando la subred activa de la subred pasiva, para el diseño del oscilador.

La figura 4 muestra un ejemplo de implementación de un oscilador según la invención. El oscilador del ejemplo se ha implementado con un transistor BJT y elementos discretos en tecnología híbrida, sobre un sustrato de fibra de vidrio.

La figura 5 muestra la forma de onda a la salida del oscilador de la figura 4.

### Descripción detallada de la invención

En este texto, el término “comprende” y sus derivados (tales como “que comprende”, etc.) no deben entenderse en un sentido excluyente, es decir, estos términos no deben interpretarse como que excluyen la posibilidad de que lo que se ha descrito y definido pueda incluir elementos, etapas, etc. adicionales.

Además, los términos “aproximadamente”, “sustancialmente”, “alrededor de”, “unos”, etc. deben entenderse como indicando valores próximos a los que dichos términos acompañen.

A continuación se describe el circuito oscilador, cuya forma de onda a la salida corresponde con un tren de pulsos de corta duración y se repiten a intervalos  $T_0=1/f_0$ , donde  $f_0$  es la frecuencia de oscilación. El rango de frecuencias de oscilación que puede obtenerse con el circuito aquí descrito puede variar entre los límites comprendidos en la banda de 3 kHz - 300 GHz (radiofrecuencia). Preferentemente, este rango varía en la banda comprendida entre los 300 MHz y los 30 GHz.

Para una mejor descripción del circuito, el oscilador se separa en dos subredes, una activa y otra pasiva.

La figura 1A representa una posible implementación del oscilador propuesto, formado por una subred activa 100, una subred pasiva 110 y una red de polarización 120. La subred activa 100 a su vez comprende uno o más dispositivos activos 101 y una línea de transmisión no lineal NLTL 102. El diseño está basado en una topología realimentada, donde la subred pasiva 110 es la red de realimentación. Nótese, en comparación con el circuito propuesto por Ricketts et al y mencionado en el apartado de estado de la técnica, que la línea de transmisión no lineal NLTL de aquel circuito es una parte explícita e integrante de la red de realimentación del oscilador, mientras que en este caso, la línea de transmisión no lineal 102 no forma parte de la red de realimentación 110 (subred pasiva). El extremo de la línea de transmisión no lineal 102 que no va unido al elemento o elementos activos 101 se conecta a la salida del oscilador, como muestra la figura 1A.

La figura 1B representa una variante del oscilador propuesto, formado por una subred activa 150, una subred pasiva 160 y una red de polarización 170. La subred activa 150 a su vez comprende uno o más dispositivos activos 151. En una posible realización, la subred activa 150 comprende también una línea de transmisión no lineal NLTL 152. Alternativamente, esta línea de transmisión no lineal NLTL 152 queda fuera de la subred activa 150. La figura 1B recoge ambas posibilidades expresadas con sendas líneas punteadas. La subred pasiva 160 es la red de realimentación del oscilador. Al igual que en la implementación de la figura 1A, la línea de transmisión no lineal 152 no forma parte de la red de realimentación 160 (subred pasiva). El extremo de la línea de transmisión no lineal 152 que no va unido al dispositivo o dispositivos activos 151 se conecta a la salida del oscilador, como muestra la figura 1B.

La figura 2 muestra una posible implementación de la línea de transmisión no lineal (NLTL) de los circuitos de las figuras 1A y 1B, implementada con bobinas discretas y varactores con capacidad no lineal  $C(V)$ . Cada par L-C (V) es conocido como celda varactor-bobina. Esta implementación de la NLTL no debe considerarse limitativa, sino meramente ilustrativa. Alternativamente, pueden usarse otras formas de implementación de la NLTL.

La figura 3 es similar a la figura 1B. La figura 3 muestra además la impedancia a la salida de la subred pasiva 360  $Y_{pas}$  y la impedancia a la entrada de la subred activa 350  $Y_{act}$ . Además, el esquema de la figura 3 corresponde al caso particular de la figura 1B en que la línea de transmisión no lineal 352 no forma parte de la subred activa 350. Por tanto, la subred activa 350 es también el dispositivo o dispositivos activos 351.

En cualquiera de las realizaciones representadas, el dispositivo activo 101 151 351 se implementa mediante uno o más transistores. En todas las posibles implementaciones, las condiciones de arranque de la oscilación se imponen en un puerto del transistor diferente del puerto al que se conecta la NLTL, de forma que se aumenta la flexibilidad en el diseño de la NLTL. Además, se impone que las condiciones de arranque se cumplan sólo a la frecuencia de oscilación deseada.

Preferentemente, se usa una sección NLTL corta, con un número pequeño de celdas varactor-bobina y se optimiza la terminación reactiva para reducir el ciclo de trabajo. El número de celdas está determinado generalmente por el

retardo equivalente que produce cada una de ellas y de la relación del retardo total con la frecuencia a la que se desea que el circuito genere los pulsos y depende tanto del valor  $L$  como del valor efectivo de  $C$ . En este caso, el tamaño de la NLTL queda reducido al número de celdas que produzcan un retardo total aproximado al período de oscilación deseado  $T_0$ . Así, se minimiza el problema de posible coexistencia de otros modos de oscilación. Otros trabajos, como el de Ricketts, utilizan NLTLs de longitudes que sobrepasan muchas veces el valor de  $T_0$ , eso produce que sea posible la aparición de otros modos de operación a frecuencias distintas del objetivo de diseño. Por ese motivo el oscilador de Ricketts requiere de un amplificador adaptativo para intentar eliminar esos otros modos.

La subred activa 100 150 350 comprende un dispositivo de tres puertas (transistor), adecuadamente polarizado mediante la correspondiente red de polarización 120 170 370 para operar en la zona lineal de sus curvas características. Dependiendo de las características del oscilador y de las especificaciones de diseño, es posible utilizar dos o más transistores en la subred activa (p. ej. osciladores en anillo, osciladores diferenciales, etc.). Dado que los dispositivos de tres puertas se fabrican en distintas tecnologías (SiGe, AsGa, CMOS, etc.) también es posible elegir un punto de operación distinto al de la zona lineal (corte, saturación, pinch-off, etc.).

La subred pasiva 110 160 360 del oscilador está formada por aquellos componentes discretos (resistencias, bobinas, capacidades, etc.) y distribuidos (líneas de transmisión) que no están incluidos en la subred activa. En esta subred 110 160 360, están incluidos todos los elementos que constituyen la red de realimentación del oscilador y que son necesarios para asegurar el arranque de la oscilación en condiciones de pequeña señal y la oscilación estable en régimen permanente.

La red de realimentación del oscilador puede considerarse en serie o paralelo. Un ejemplo de red de realimentación en serie es la representada en la figura 1A (110), mientras que un ejemplo de red de realimentación en paralelo es la representada en la figura 1B (160). En la realimentación en serie, no existe conexión evidente entre los tres terminales del transistor, mientras que en la realimentación en paralelo, los elementos discretos o distribuidos de la subred pasiva interconectan dichos terminales de manera explícita. Estas dos configuraciones de la red de realimentación, están descritas en la literatura y los valores de los componentes que la conforman deben elegirse de tal manera que se asegure la oscilación a la frecuencia deseada, siendo muy común el uso de distintos tipos de circuitos resonantes en torno a dicha frecuencia. La configuración concreta de red de realimentación 110 160 360 que se elija queda fuera del alcance de la invención.

Anteriormente se ha mencionado la red de polarización 120 170 370 del o de los dispositivos activos o subred activa. Esta red se diseña para proporcionar a la subred activa 100 150 350 la alimentación eléctrica adecuada (voltaje y corriente) para que el punto de operación del transistor o transistores sea el adecuado. Salvo que se utilice alguna topología diferencial (modo de rechazo común), la red de polarización debe estar adecuadamente diseñada para presentar el máximo aislamiento entre la oscilación periódica, y sus respectivos armónicos, y la corriente continua. En el caso de utilizar elementos discretos, es común utilizar elementos inductivos que presenten una impedancia muy alta a la frecuencia de la señal periódica (DC feeds) en combinación con capacitores que presenten una impedancia baja a la misma frecuencia. Si la red de polarización se diseña con líneas de transmisión microstrip, pueden utilizarse líneas de cuarto de onda en combinación con secciones radiales o rectangulares que resuenen a la frecuencia de oscilación. La configuración concreta de red de polarización 100 150350 que se elija queda fuera del alcance de la invención.

Para obtener la forma de onda pulsada a la salida del oscilador, se utiliza una línea de transmisión no lineal NLTL. A diferencia del oscilador descrito por Ricketts et al., la línea de transmisión no lineal 102 152 352 del presente oscilador no forma parte de la red de realimentación o subred pasiva. Por el contrario, el extremo de la línea de transmisión no lineal en el oscilador aquí descrito que no va unido al transistor forma la salida del oscilador, como muestran las figuras 1A, 1B y 3.

Como se ha indicado en el apartado relativo al estado de la técnica, en el caso de circuitos eléctricos, como es el caso del presente oscilador, la línea de transmisión no lineal está generalmente formada por una conexión en serie de elementos inductivos (bobinas, líneas de transmisión, etc.) con una inductancia equivalente  $L$ , periódicamente cargadas con capacidades no lineales (p. ej. varactores) con capacidad dependiente del voltaje entre sus terminales  $C(V)$ . En una línea sin pérdidas, si los valores de los elementos  $L$ - $C(V)$  de la NLTL se eligen adecuadamente, de manera que la no linealidad se compensa con la dispersión de la línea de transmisión, una familia de pulsos con características similares, llamados solitones, pueden viajar por la línea de transmisión sin alterar su forma ni amplitud. Esta familia de pulsos, corresponde a las soluciones de la ecuación de Korteweg-de Vries (KdV). En la práctica, los componentes inductivos y capacitivos de la NLTL tienen asociado algún tipo de elemento resistivo, lo que se traduce en la atenuación paulatina del pulso a medida que viaja por la NLTL. Como se ha dicho ya, el número de celdas está determinado generalmente por el retardo equivalente que produce cada una de ellas y de la relación del retardo total con la frecuencia a la que se desea que el circuito genere los pulsos y depende tanto del valor  $L$  como del valor efectivo de  $C$ .

Para facilitar la extracción y utilización directa de la señal pulsada del oscilador, la impedancia característica de la NLTL  $Z_c = \sqrt{L/C_0}$ , donde  $C_0 = C(0)$ , se fija en un valor lo suficientemente bajo para poder conectar el extremo final de la NLTL (salida del oscilador) sobre una carga de valor  $Z_c \ll Z_L$ . Los valores elegidos de  $L$  y  $C$  también se eligen teniendo en cuenta que para valores de la frecuencia de Bragg  $f_B$  muy altos, se necesita un número mayor de celdas  $L$ - $C$  para conformar el pulso.

## ES 2 374 936 A1

Una vez definidos los valores de la NLTL 102 152 352, se calculan los valores de los componentes de red de la realimentación 110 160 360, de manera que la parte real de la admitancia presentada por la subred activa 101 151 351, conectada a la NLTL 102 152 352, sea menor que cero a la frecuencia de oscilación  $f_0$ . Es decir:

$$\operatorname{Re}(Y_{act}) < 0$$

Para esto, se realiza un proceso de ajuste de los valores de la red de realimentación 110 160 360 del transistor (dispositivo activo 101 151 351), a la vez que la NLTL 102 152 352 está conectada en el puerto del cual se va a extraer la señal pulsada y cargada en el otro extremo por una carga reactiva ideal. Durante este proceso de ajuste de valores, se debe asegurar que para todas las terminaciones reactivas posibles, la impedancia de la subred activa es negativa a la frecuencia de oscilación  $f_0$ . Cumplida la condición  $\operatorname{Re}(Y_{act}) < 0$ , se calculan los componentes restantes de la subred pasiva de manera que se cumplan las condiciones de arranque de la oscilación a  $f_0$  en régimen de pequeña señal. Es decir:

$$\operatorname{Re}(Y_{act}) + \operatorname{Re}(Y_{pas}) < 0$$

$$\operatorname{Im}(Y_{act}) + \operatorname{Im}(Y_{pas}) = 0$$

Para obtener la forma de onda deseada, se necesita que la amplitud a la entrada de la NLTL 102 152 352 sea lo suficientemente grande. Este requisito se cumple por la propia oscilación del circuito, que en cambio sí depende de los parámetros de la NLTL. Calculada la forma de onda estacionaria de la oscilación, se recalcula el valor de la carga reactiva de la NLTL para reducir la duración de los pulsos, manteniendo la frecuencia de oscilación en el valor  $f_0$ . Este proceso se lleva a cabo utilizando un generador auxiliar hasta que se obtiene el valor de duración de pulso deseado. La duración mínima de pulso que puede obtenerse está determinada por el parámetro  $T_{FWHM}$ , que se calcula como  $T_{FWHM} = 1/(2f_B)$ . Al haber diseñado la NLTL teniendo en cuenta que  $Z_c$  es significativamente menor que  $Z_L$ , la conexión de la carga terminal, no afecta a la oscilación ni a la duración del pulso. En caso de ser necesario, es posible utilizar un transformador de impedancia para conectar cargas de un valor  $Z_L$  particular.

La figura 4 muestra un ejemplo de circuito oscilador a 1.2 GHz ( $f_0$ ) de acuerdo con la descripción anterior. En este caso, el dispositivo activo es un transistor bipolar  $Q_1$  polarizado en la zona lineal de sus curvas características. Las tensiones de polarización  $V_{cc}$  y  $V_{bb}$  se aplican a colector y base mediante las resistencias  $R_a$  y  $R_b$ , respectivamente. La polarización también puede realizarse con una sola tensión de corriente continua si las resistencias  $R_a$  y  $R_b$  se reemplazan por un divisor resistivo equivalente. Las bobinas  $L_b$  están calculadas para ofrecer el suficiente aislamiento entre la polarización y la oscilación.

En este caso, la línea de transmisión no lineal NLTL 452 se ha conectado al terminal de colector 451c y se encuentra aislada de la red de polarización 470 mediante las capacidades  $C_b$ . A pesar de no estar representada, la NLTL 452 también incluye una red de polarización para ajustar el valor de capacidad que presentan los varactores que la conforman. Los valores de las bobinas  $L$  y de capacidad  $C_{j0}$  de los varactores, se ha calculado para que la frecuencia de Bragg se encuentre entorno a los 11 GHz y la impedancia característica de la NLTL 452 sea aproximadamente 10 Ohm. La subred activa, formada por el transistor, la carga  $Z_c$ , la bobina  $L_2$  y la NLTL 452, (nótese que en este ejemplo la línea de transmisión no lineal NLTL sí forma parte de la subred activa) presenta parte real negativa de la admitancia de entrada a la frecuencia de oscilación, tal y como se describió anteriormente. El circuito LC paralelo ( $C_p$  y  $L_p$ ) conectado en el terminal de base 451b del transistor, se ha calculado de manera que se cumplan las condiciones de arranque de oscilación.

Una vez obtenida la oscilación de estado estacionario, se ha optimizado el valor de la carga reactiva conectada en el otro extremo de la NLTL 452, determinándose que el valor óptimo en este caso es de 2 L. Después de este proceso de optimización, se obtiene una reducción en la duración del pulso, resultando un ciclo de trabajo de alrededor del 5%. Finalmente, se completa el diseño conectando al extremo de la NLTL una carga de 50 Ohm. Al ser este valor superior a la impedancia característica de la línea, no afecta al ciclo de trabajo, ni a la amplitud de la oscilación.

La forma de onda a la salida del oscilador se presenta en la figura 5. La duración del pulso, definida en función del  $T_{FWHM}$  es de 43.85 ps, resultando un ciclo de trabajo en torno al 5%. Este valor se aproxima a la mínima duración de pulso definida anteriormente  $T_{FWHM} = 1/(2f_B)$ .

Como puede observarse, las condiciones de inicio de oscilación se imponen en un puerto del transistor diferente del puerto al que se conecta la NLTL, de forma que se aumenta la flexibilidad en el diseño de la NLTL. Como se usa una sección NLTL corta, con un número pequeño de celdas varactor-bobina, se optimiza la terminación reactiva para reducir el ciclo de trabajo. Al utilizar un número de celdas de retardo total aproximadamente igual al período de la oscilación, se evita que sea posible la propagación de otros modos de oscilación. Por lo tanto, no se necesita un amplificador de ganancia dependiente de la polarización, como en el trabajo de Ricketts, porque no existen otros modos de operación a frecuencia distinta de  $f_0$ . Además, la señal pulsada ofrecida por el oscilador, puede utilizarse directamente

sin necesidad de etapas de amplificación ni adaptación de impedancia. El problema de posible coexistencia de otros modos de oscilación se minimiza ya que desde la primera etapa de diseño se impone que las condiciones de arranque se cumplan sólo a la frecuencia de oscilación deseada. Además, el oscilador propuesto permite obtener una forma de onda pulsada con un ciclo de trabajo del 5% a 1.2 GHz.

5

El oscilador propuesto puede implementarse en tecnología híbrida o monolítica. El oscilador del ejemplo se ha construido con tecnología híbrida, utilizando un transistor NPN de silicio (BFP405-Infineon), montado sobre sustrato de fibra de vidrio CuClad™ ( $\epsilon_r=2.17$ ,  $h=0.8$  mm), utilizando técnicas mecánicas, en lugar de un proceso químico, para incrementar la precisión de las dimensiones físicas de las líneas de transmisión. Se han utilizado varactores Schottky e inductores discretos para la implementación de la NLTL.

10

La invención puede aplicarse, por ejemplo, a reflectometría en el dominio temporal, muestreo a alta velocidad o en aplicaciones radar de banda ultra ancha (*ultrawideband*).

15

20

25

30

35

40

45

50

55

60

65

## REIVINDICACIONES

1. Un oscilador eléctrico no lineal para generar pulsos que comprende:

- al menos un dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ );

- una red de polarización (120, 170, 470) para polarizar y alimentar a dicho dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ );

- una red de realimentación (110, 160, 460) conectada a al menos un puerto (451b, 451e) de dicho dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ );

- una línea de transmisión no lineal (102, 152, 452);

**caracterizado** por que dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) tiene un primer extremo conectado a un puerto (451c) de dicho dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ) diferente del al menos un puerto (451b, 451e) al que se conecta la red de realimentación (110, 160, 460), siendo el extremo opuesto de dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) la salida del oscilador, estando el oscilador configurado para propagar a lo largo de dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) una forma de onda pulsada.

2. El oscilador de la reivindicación 1, donde dicho al menos un dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ) se implementa mediante uno o más transistores.

3. El oscilador de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) comprende una pluralidad de celdas varactor-bobina.

4. El oscilador de la reivindicación 3, donde cada pulso de salida tiene una duración mínima ( $T_{FWHM}$ ) dada por  $T_{FWHM} = 1/(2f_B)$ , donde  $f_B$  es la frecuencia de Bragg de la línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) y  $f_B = 1/(\pi \sqrt{LC_{eff}})$ , donde  $C_{eff}$  es la capacitancia del varactor efectiva de cada celda varactor-bobina y L es la inductancia de dicha celda.

5. El oscilador de las reivindicaciones 3 ó 4, donde el número de celdas varactor bobina de dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) se elige teniendo en cuenta el retardo equivalente que produce cada una de ellas y de la relación del retardo total con la frecuencia a la que se desea que el oscilador genere los pulsos.

6. El oscilador de cualquiera de las reivindicaciones 3 a 5, donde el número de celdas varactor bobina de dicha línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) es el número de celdas que producen un retardo total aproximado al período de oscilación deseado  $T_0$ , donde  $T_0 = 1/f_0$ , siendo  $f_0$  la frecuencia de oscilación.

7. El oscilador de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, donde el valor de los componentes que forman la red de realimentación (110, 160, 460) se eligen de forma que la parte real de la admitancia presentada por el al menos un dispositivo activo (101, 151,  $Q_1$ ) conectado a la línea de transmisión no lineal (102, 152, 452) sea menor que cero.

8. El oscilador de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, configurado para proporcionar una señal pulsada a una frecuencia de microondas.

9. El oscilador de cualquiera de las reivindicaciones anteriores, configurado para proporcionar una señal pulsada a una frecuencia que se encuentra en la banda comprendida entre los 300 MHz y los 30 GHz.



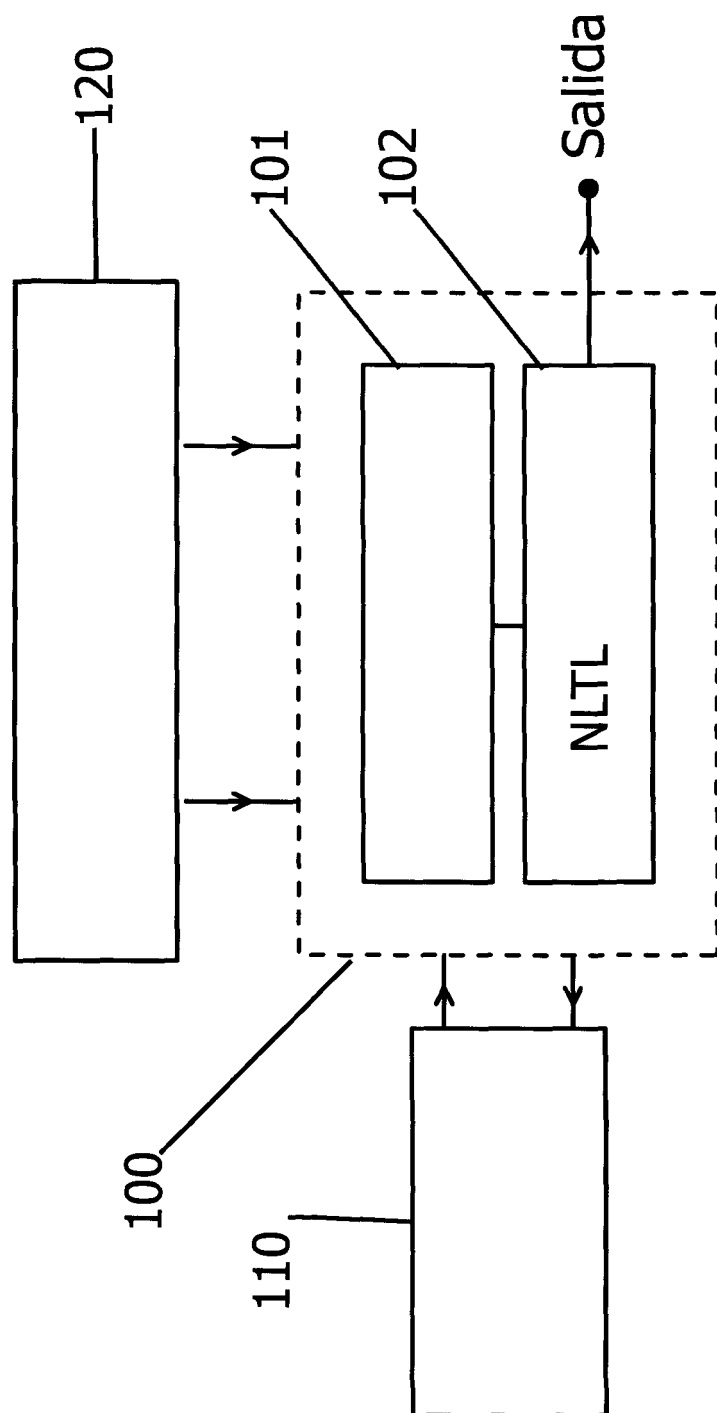


FIGURA 1 A

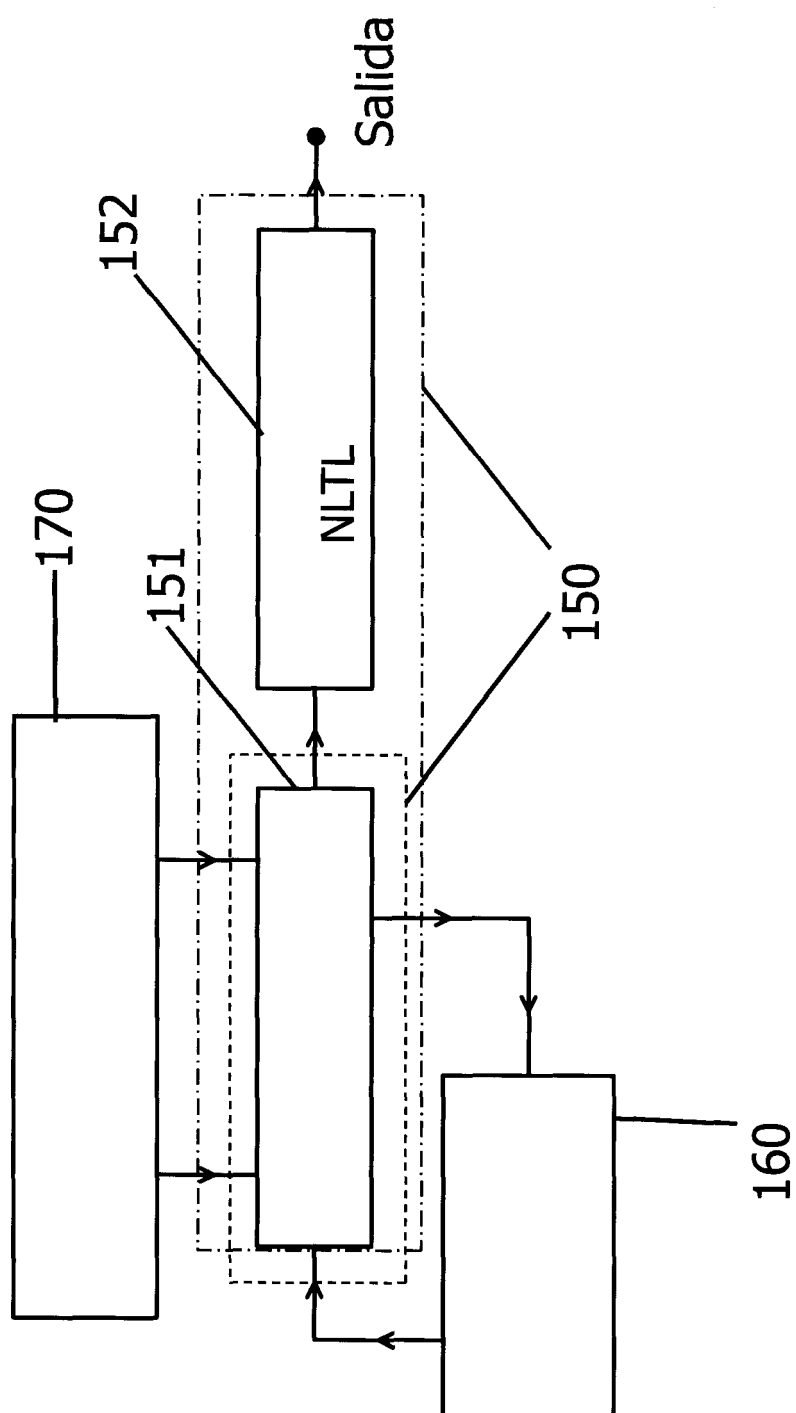


FIGURA 1 B

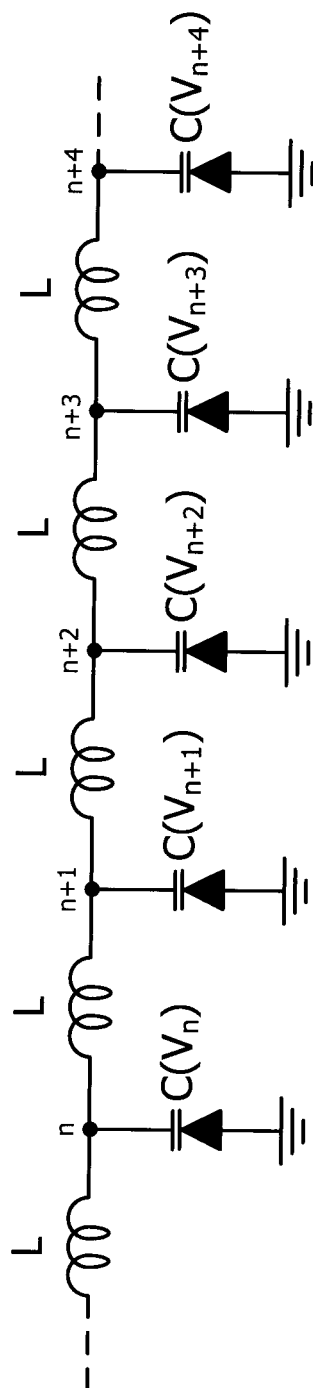


FIGURA 2

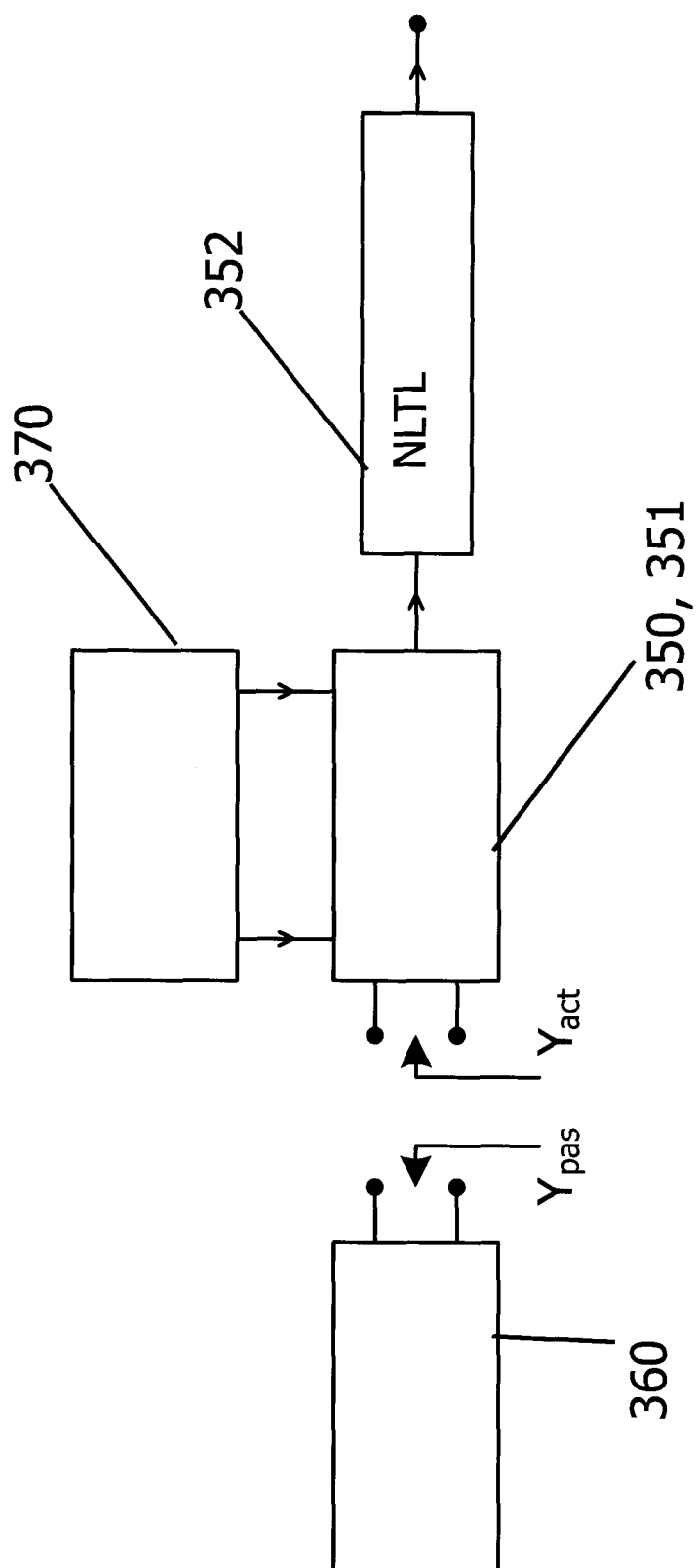


FIGURA 3

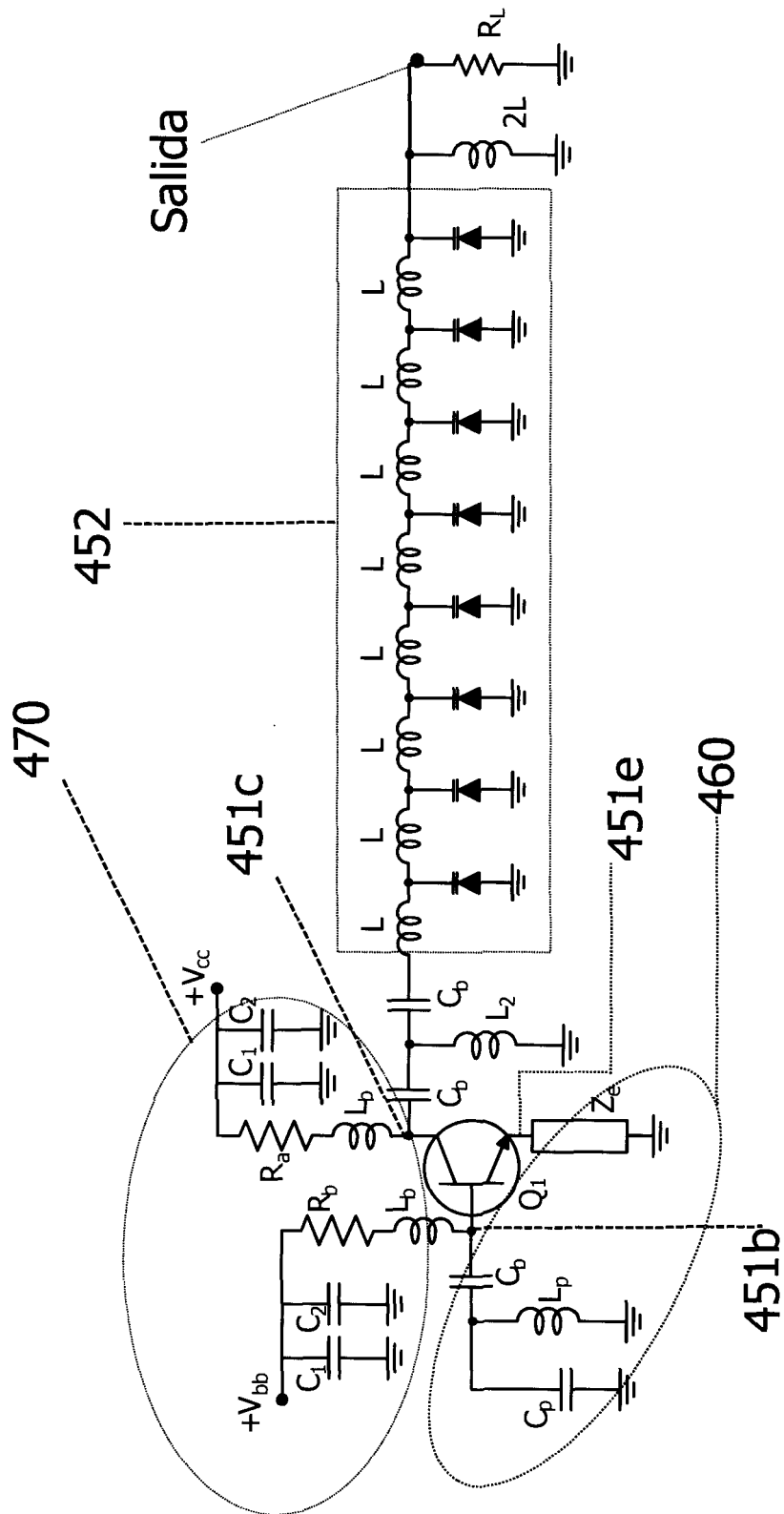


FIGURA 4

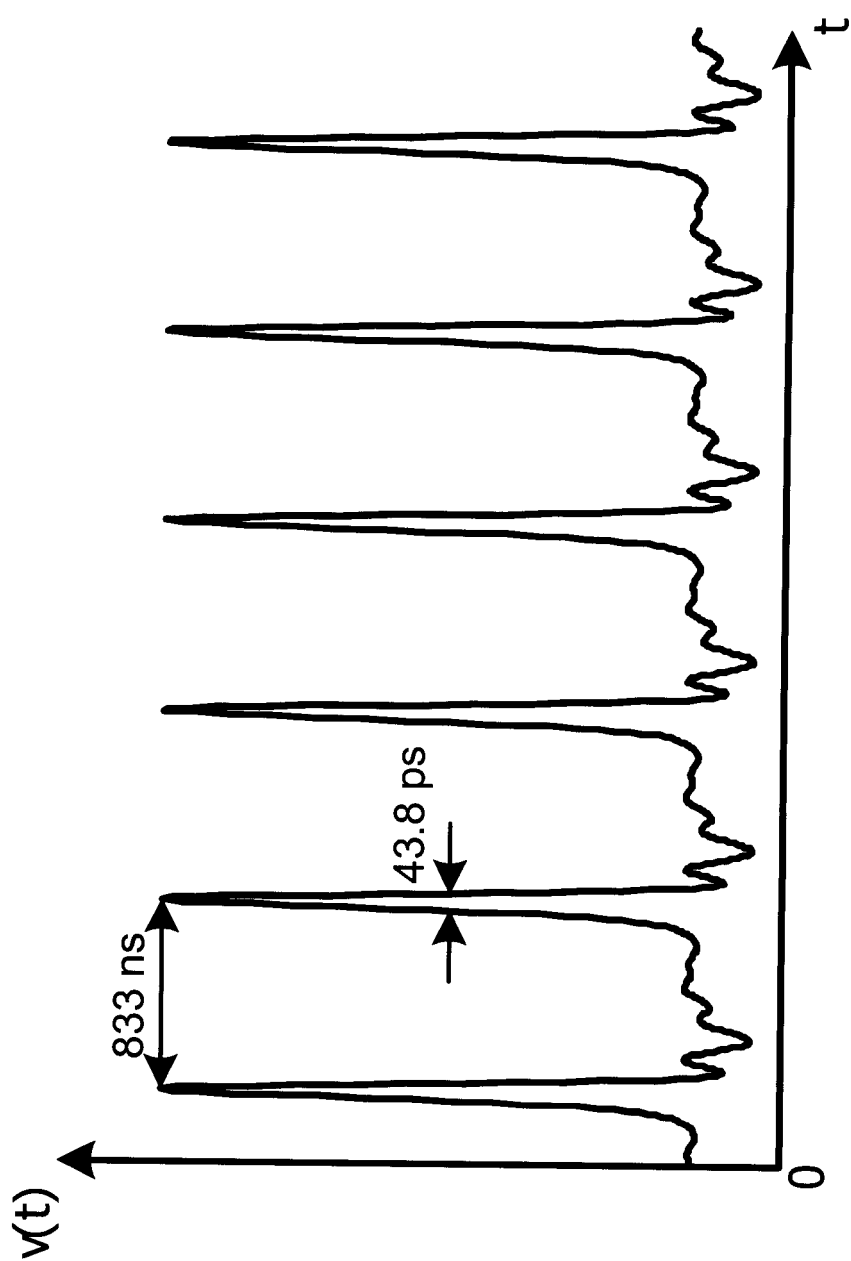


FIGURA 5



OFICINA ESPAÑOLA  
DE PATENTES Y MARCAS

ESPAÑA

②① N.º solicitud: 201000636

②② Fecha de presentación de la solicitud: 14.05.2010

③② Fecha de prioridad:

## INFORME SOBRE EL ESTADO DE LA TECNICA

⑤① Int. Cl.: **H03B5/08** (2006.01)

### DOCUMENTOS RELEVANTES

Categoría	⑤⑥ Documentos citados	Reivindicaciones afectadas
A	WO 2007030485 A2 (HARVARD COLLEGE et al.) 15.03.2007, párrafos [0040-0052]; figuras.	1-9
A	"Reflection Soliton Oscillator" (YILDIRIM O O; RICKETTS D S; HAM D). 01.10.2009. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol 57, Nr 10, Pág 2344-2353. ISSN 0018-9480.	1-9
A	"On the Self-Generation of Electrical Soliton Pulses" (RICKETTS D S; XIAOFENG LI; NAN SUN; KYOUNGHO WOO; HAM D). 01.08.2007. IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, Vol 42, Nr 8, Pág 1657-1668. ISSN 0018-9200.	1-9
A	"Applications of Pulsed-Waveform Oscillators in Different Operation Regimes" (PONTON M; RAMIREZ F; SUAREZ A; PASCUAL J P). 01.12.2009. IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, Vol 57, Nr 12, Pág 3362-3372. ISSN 0018-9480.	1-9
A	"Analysis and design of soliton oscillators using harmonic balance" (PONTON M; RAMIREZ F; SUAREZ A; PASCUAL J P). 07.06.2009. Microwave Symposium Digest, 2009. MTT '09. IEEE MTT-S International, Pág 1485-1488. ISBN 978-1-4244-2803-8; ISBN 1-4244-2803-3.	1-9
A	"Modelling Soliton Pulses in Nonlinear Transmission Lines for Millimeter Wave Generation" (FERRAN MARTIN). 01.10.2000. European Microwave Conference, 2000. 30th, Pág 1-4.	1-9

#### Categoría de los documentos citados

X: de particular relevancia

Y: de particular relevancia combinado con otro/s de la misma categoría

A: refleja el estado de la técnica

O: referido a divulgación no escrita

P: publicado entre la fecha de prioridad y la de presentación de la solicitud

E: documento anterior, pero publicado después de la fecha de presentación de la solicitud

#### El presente informe ha sido realizado

☒ para todas las reivindicaciones

☐ para las reivindicaciones nº:

Fecha de realización del informe  
01.02.2012

Examinador  
J. Calvo Herrando

Página  
1/4

Documentación mínima buscada (sistema de clasificación seguido de los símbolos de clasificación)

H03B

Bases de datos electrónicas consultadas durante la búsqueda (nombre de la base de datos y, si es posible, términos de búsqueda utilizados)

INVENES, EPODOC, WPI



Fecha de Realización de la Opinión Escrita: 01.02.2012

**Declaración****Novedad (Art. 6.1 LP 11/1986)**

Reivindicaciones 1-9  
Reivindicaciones

SI  
NO

**Actividad inventiva (Art. 8.1 LP11/1986)**

Reivindicaciones 1-9  
Reivindicaciones

SI  
NO

Se considera que la solicitud cumple con el requisito de aplicación industrial. Este requisito fue evaluado durante la fase de examen formal y técnico de la solicitud (Artículo 31.2 Ley 11/1986).

**Base de la Opinión.-**

La presente opinión se ha realizado sobre la base de la solicitud de patente tal y como se publica.

**1. Documentos considerados.-**

A continuación se relacionan los documentos pertenecientes al estado de la técnica tomados en consideración para la realización de esta opinión.

Documento	Número Publicación o Identificación	Fecha Publicación
D01	WO 2007030485 A2 (HARVARD COLLEGE et al.)	15.03.2007
D02	"Reflection Soliton Oscillator" (YILDIRIM O O; RICKETTS D S; HAM D).	01.10.2009
D03	"On the Self-Generation of Electrical Soliton Pulses" (RICKETTS D S; XIAOFENG LI; NAN SUN; KYOUNGHO WOO; HAM D)	01.08.2007
D04	"Applications of Pulsed-Waveform Oscillators in Different Operation Regimes" (PONTON M; RAMIREZ F; SUAREZ A; PASCUAL J P)	01.12.2009
D05	"Analysis and design of soliton oscillators using harmonic balance" (PONTON M; RAMIREZ F; SUAREZ A; PASCUAL J P).	07.06.2009
D06	"Modelling Soliton Pulses in Nonlinear Transmission Lines for Millimeter Wave Generation" (FERRAN MARTIN).	01.10.2000

**2. Declaración motivada según los artículos 29.6 y 29.7 del Reglamento de ejecución de la Ley 11/1986, de 20 de marzo, de Patentes sobre la novedad y la actividad inventiva; citas y explicaciones en apoyo de esta declaración**

La invención reivindicada trata sobre un oscilador no lineal de onda pulsada. Se considera como el documento del estado de la técnica anterior más próximo al objeto reivindicado el documento D01.

**Reivindicación independiente R1**

La invención reivindicada difiere principalmente de los documentos citados en que los osciladores no lineales de onda pulsada descritos por dichos documentos necesitan realimentación y dependen de la polarización. Sin embargo, la invención reivindicada implica un efecto mejorado comparado con el estado de la técnica ya que no necesita realimentar el amplificador usando la línea de transmisión no lineal (NLTL), lo que facilita la implementación real del oscilador. Además, no se considera obvio que un experto en la materia obtenga la invención a partir de los documentos mencionados.

Por tanto, el objeto de la reivindicación R1 cumple con los requisitos de novedad y actividad inventiva (Art. 6.1 y Art. 8.1 LP).

**Reivindicaciones R2-R9**

Las reivindicaciones R2-R9 son dependientes de la reivindicación R1 que añaden características de alcance más limitado y como ella también cumplen los requisitos de novedad y actividad inventiva establecidos en el Art. 6.1 y Art. 8.1 LP